(19)日本国特許庁（JP）　(12) 公開特許公報（A）　(11)特許出願公開番号

特開平9－257840

(43)公開日　平成9年(1997)10月3日

(51)Int.Cl.⁶	識別記号	庁内整理番号	FI	技術表示箇所
G01R 19/165			G01R 19/165	L
G05F 3/30		4237－5H	G05F 3/30	

審査請求　未請求　請求項の数4　OL　（全6頁）

(21)出願番号　特願平8－66491

(22)出願日　平成8年(1996)3月22日

(71)出願人　000003997
日産自動車株式会社
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地

(72)発明者　井野　淳介
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地　日産自動車株式会社内

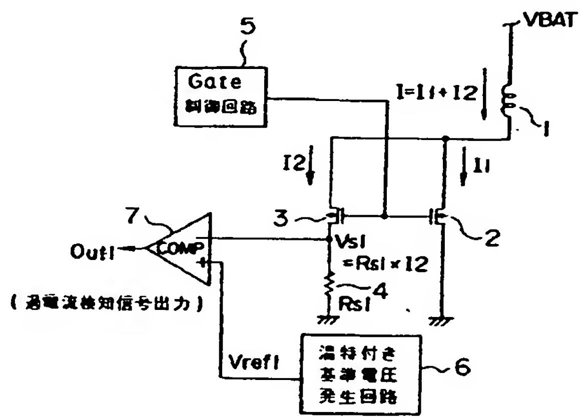
(72)発明者　清田　茂之
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地　日産自動車株式会社内

(54)【発明の名称】　過電流検知回路

(57)【要約】　　（修正有）

【課題】　コンパレータの反転・非反転の両入力、即ちセンス電圧Ｖｓ２の温特と基準電圧Ｖｒｅｆ２の温特が等しくなるように定数設定することによって過電流検知レベルの精度を向上させた過電流検知回路を提供する。

【解決手段】　電流が流れる負荷１と、負荷電流の一部を流す抵抗４と、メインMOSＦＥＴ２およびミラーMOSＦＥＴ３の両方のゲート端子に接続されたゲート制御回路５と、基準電圧発生回路６と、基準電圧発生回路とミラーMOSＦＥＴのソース電位とを入力とする比較器７とからなる過電流検知回路において、ミラーMOSＦＥＴのソース電位の温度係数と基準電圧発生回路の温度係数が等しい。また、基準電圧発生回路の構成がバンドギャップリファレンス回路であり、または定電流回路と所定の温特を有する抵抗とから成り、または電源電圧と、異なる温特を有する二つの抵抗とから構成される。



1

【特許請求の範囲】

【請求項１】　電流が流れる負荷と、

該負荷を駆動し、該負荷とＧＮＤ間に接続されたメインＭＯＳＦＥＴと、

該メインＭＯＳＦＥＴにミラー接続され負荷電流の一部を流し、かつ、

該メインＭＯＳＦＥＴと同等、もしくはそれ以下のトランジスタサイズであるミラーＭＯＳＦＥＴと、

該ミラーＭＯＳＦＥＴのソース端子とＧＮＤ間に接続され、該負荷電流の一部を流す抵抗と、

該メインＭＯＳＦＥＴおよび該ミラーＭＯＳＦＥＴの両方のゲート端子に接続されたゲート制御回路と、

基準電圧発生回路と、

該基準電圧発生回路と該ミラーＭＯＳＦＥＴのソース電位とを入力とする比較器と、からなる過電流検知回路において、

該ミラーＭＯＳＦＥＴのソース電位の温度係数と該基準電圧発生回路の温度係数が等しいことを特徴とする過電流検知回路。

【請求項２】　該基準電圧発生回路の構成がバンドギャップリファレンス回路であることを特徴とする請求項１に記載の過電流検知回路。

【請求項３】　該基準電圧発生回路の構成が定電流回路と所定の温特を有する抵抗とから成ることを特徴とする請求項１に記載の過電流検知回路。

【請求項４】　該基準電圧発生回路の構成が電源電圧と、異なる温特を有する二つの抵抗とから成ることを特徴とする請求項１に記載の過電流検知回路。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】本発明は、従来の負荷に流れる電流を検出する方式にあって、電流検出用ミラーＭＯＳＦＥＴを有するパワーＭＯＳＦＥＴを用いた過電流検知回路の内、特に温特による過電流検知レベルのバラツキを極めて小さくした過電流検知回路に関する。

【０００２】

【従来の技術】まず、電流検出用ミラーＭＯＳＦＥＴを有するパワーＭＯＳＦＥＴを用いた従来の過電流検知回路としては図６に示すようなものがある。

【０００３】図６において、１０１は負荷、１０２は負荷を駆動するメインＭＯＳＦＥＴ、１０３はメインＭＯＳＦＥＴ１０２にミラー接続されるミラーＭＯＳＦＥＴ、１０４はミラーＭＯＳＦＥＴのソース端子に接続される電流検出用抵抗、１０５はメイン・ミラーＭＯＳＦＥＴ１０２，１０３のゲート制御回路、１０６は基準電圧発生回路、１０７はミラーＭＯＳＦＥＴ１０３のソース電位と基準電圧発生回路１０６の出力とを入力とする比較器とから構成される。

【０００４】本方式では、ゲートＯＮ時に電流検出用抵抗側（ミラーＭＯＳＦＥＴ側）に、メインＭＯＳＦＥＴ

2

側とミラーＭＯＳＦＥＴ側のオン抵抗比により負荷電流がある決まった割合で流れることにより生じる電圧と、設定された基準電圧とをコンパレータで比較し、結果を出力することで、電流を検出するものである。

【０００５】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、このような従来の過電流検知回路にあっては、上述のように、メインＭＯＳＦＥＴおよびミラーＭＯＳＦＥＴに流れる電流の割合が、メインＭＯＳＦＥＴのオン抵抗（Ｒｏｎ３）とミラーＭＯＳＦＥＴのオン抵抗（Ｒｏｎ４）＋電流検出用抵抗値（Ｒｓ２）の逆数比で決まってしまう。

【０００６】ここでＭＯＳＦＥＴのオン抵抗（Ｒｏｎ３、Ｒｏｎ４）の温度係数（Ω／℃）をａ、電流検出用抵抗Ｒｓ２の温度係数をｂとすると、二つの関係から過電流検知レベルのばらつきは以下の５通りに場合分けすることができる。

【０００７】以下に、その各々の場合について説明するが、ここで電流検出抵抗Ｒｓ２とミラー電流Ｉ４の積で決まる電流検出電圧をセンス電圧Ｖｓ２と呼ぶことにすると、Ｖｓ２の温特を考える場合には、上記から抵抗値Ｒｓ２単体の温特以外にミラー電流Ｉ４の温特も併せて考慮する必要がある。

【０００８】（１）ａ＞ｂ＞０の場合

パワーＭＯＳＦＥＴのオン抵抗の温度係数に比べて、電流検出用抵抗の温度係数の方が小さいため、温度が上昇するとミラーＭＯＳＦＥＴの抵抗比が小さくなり、電流検出用抵抗のＲｓ２に流れる電流（以下、ミラー電流と略）が増加する。また、電流検出用抵抗の温度係数も正であるため、センス電圧Ｖｓ２は強い正の温特を示すことになる。

【０００９】（２）ａ＝ｂの場合

パワーＭＯＳＦＥＴのオン抵抗の温度係数と電流検出用抵抗の温度係数が等しいため、温度が変化してもメインＭＯＳＦＥＴとミラーＭＯＳＦＥＴに流れる電流比に変化がなくなるため、センス電圧Ｖｓ２は温特を持たず、したがって同一電流の場合は温度によらず一定値となる。

【００１０】→（理想状態）

（３）ｂ＞ａ＞０、ｂ＞０＞ａの場合

電流検出用抵抗のオン抵抗の温度係数に比べて、パワーＭＯＳＦＥＴの温度係数の方が小さいため、温度の上昇とともにミラー電流は減少するが、電流検出用抵抗の温度係数は正であるため、センス電圧Ｖｓ２の温特は、ａ，ｂ，Ｒｏｎ３，Ｒｏｎ４，Ｒｓ２の値により変動する。

【００１１】→（過電流検知の温特は正・負・ゼロ　どの場合も有り得る。）

（４）ａ＞０＞ｂの場合

パワーＭＯＳＦＥＴのオン抵抗の温度係数に比べて、電流検出用抵抗の温度係数の方が小さいため、温度の上昇

とともにミラー電流が増加する。しかしながら、電流検出用抵抗の温度係数は負であるため、センス電圧Ｖｓ２の温特は、ａ，ｂ，Ｒｏｎ３，Ｒｏｎ４，Ｒｓの値により変動する。

【００１２】→（過電流検知の温特は正・負・ゼロ　どの場合も有り得る。）

（５）０＞ａ＞ｂの場合

電流検出用抵抗のオン抵抗の温度係数に比べて、パワーＭＯＳＦＥＴの温度係数の方が小さいため、温度の上昇とともにミラー電流が減少する。また、電流検出用抵抗の温度係数も負であることから、センス電圧Ｖｓ２は強い負の温特を示すことになる。

【００１３】以上にまとめたように、ＭＯＳＦＥＴのオン抵抗（Ｒｏｎ３及びＲｏｎ４）と電流検出用抵抗Ｒｓ２の温度係数が異なると、温度の変化と共に

１／Ｒｏｎ３：１／（Ｒｏｎ４＋Ｒｓ２）

の比率が変わることで電流検出用抵抗に流れる電流の割合が変化するが、その一方でコンパレータの基準電圧であるＶｒｅｆ２を電源電圧Ｖｃｃの抵抗分圧構成と仮定すると、抵抗分圧により生じる温特はないため、コンパレータの基準電圧の温特（ほぼフラット）とセンス電圧Ｖｓ２の温特（傾き有）に大きな差が生じてしまうことで、過電流検知レベルが大きな温特ばらつきを持ってしまうという問題点があった。

【００１４】ここで、センス電圧Ｖｓ２の温度特性の一例を図７に示す。図７はＶｓ２が正の温特を持つ場合について示したものであり、Ｖｓ２が温度上昇と共に増加する一方で、コンパレータの基準電圧の温特はフラットなため、温度が高くなると、より低い電流でも検知してしまう。即ち、過電流検知レベルが低くなってしまう様子がわかる。逆に、Ｖｓ２が負の温特を持つ場合は、同様の考察により過電流検知レベルは高くなる。

【００１５】本発明は、このような従来の問題点に着目してなされたものであり、コンパレータの反転・非反転の両入力、即ちセンス電圧Ｖｓ２の温特と基準電圧Ｖｒｅｆ２の温特が等しくなるように定数設定することによって、上記問題点を解決した過電流検知回路を提供することを目的としている。

【００１６】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記の問題点に鑑みなされたものであり、電流が流れる負荷と、この負荷を駆動し、負荷とＧＮＤ間に接続されたメインＭＯＳＦＥＴと、メインＭＯＳＦＥＴにミラー接続され負荷電流の一部を流し、かつ、メインＭＯＳＦＥＴと同等、＊もしくはそれ以下のトランジスタサイズであるミラーＭＯＳＦＥＴと、ミラーＭＯＳＦＥＴのソース端子とＧＮＤ間に接続され、負荷電流の一部を流す抵抗と、メインＭＯＳＦＥＴおよびミラーＭＯＳＦＥＴの両方のゲート端子に接続されたゲート制御回路と、基準電圧発生回路と、基準電圧発生回路とミラーＭＯＳＦＥＴのソース電位とを入力とする比較器とからなる過電流検知回路において、ミラーＭＯＳＦＥＴのソース電位の温度係数と基準電圧発生回路の温度係数が等しい。また、基準電圧発生回路の構成がバンドギャップリファレンス回路であり、または定電流回路と所定の温特を有する抵抗とから成り、または電源電圧と、異なる温特を有する二つの抵抗とから構成される。

【００１７】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。図１は本発明の一実施の形態を示したもので、所定の温特を持つ基準電圧を出力する回路を有する過電流検知回路の構成図（ローサイドスイッチ適用例）である。まず本実施の形態の構成を説明する。図１において１は負荷、２はメインＭＯＳＦＥＴ、３はミラーＭＯＳＦＥＴ、４は電流検出用抵抗Ｒｓ１、５はメイン・ミラーＭＯＳＦＥＴのゲート制御回路、６は温特を有する基準電圧発生回路、７は比較器からなる。

【００１８】負荷１は一方を電源（ＶＢＡＴ）に、他方をミラーＭＯＳＦＥＴ３およびメインＭＯＳＦＥＴ２のドレイン端子に接続されている。メインＭＯＳＦＥＴ２およびミラーＭＯＳＦＥＴ３のゲート端子は共通で、ゲート制御回路５に接続され、制御回路出力によりトランジスタがＯＮ／ＯＦＦする。メインＭＯＳＦＥＴ２のソース端子はＧＮＤに、ミラーＭＯＳＦＥＴ３のソース端子は電流検出用抵抗Ｒｓ１　４を介してＧＮＤに接続される。また、比較器（コンパレータ）７はミラーＭＯＳＦＥＴ３のソース電位と温特を有する基準電圧発生回路６の出力とを入力としている。

【００１９】次に本実施の形態の作用について説明する。

【００２０】ゲート制御回路５が信号を出力しゲートがＯＮすると、メインＭＯＳＦＥＴ２およびミラーＭＯＳＦＥＴ３ともにＯＮとなり、負荷１に電流が流れる。負荷１に流れる電流Ｉは、メインＭＯＳＦＥＴ２（その電流をＩ１）およびミラーＭＯＳＦＥＴ３（その電流をＩ２）に分流し、その割合は下記式（Ａ）

$$I1 : I2 = (1/Ron1) : (1/(Ron2+Rs1)) \quad \cdots (A)$$

で決まる。ここで、

Ｒｏｎ１：メインＭＯＳＦＥＴのオン抵抗

Ｒｏｎ２：ミラーＭＯＳＦＥＴのオン抵抗

Ｒｓ１　：電流検出用（センス）抵抗

である。

【００２１】例えば、メインＭＯＳＦＥＴ２およびミラーＭＯＳＦＥＴ３が単位セルの集合体という形で形成されていれば、電流比はほぼそのセル比の逆数により決まる。ところで、ミラーＭＯＳＦＥＴ３に流れる電流Ｉ２は、コンパレータ７の入力インピーダンスが非常に高い

ため、そのほとんどがセンス抵抗Ｒｓ１に流れ込む。これによりセンス抵抗Ｒｓ１とミラー電流Ｉ２の積で表されることになり、最終的には負荷電流Ｉに応じてミラー電流Ｉ２が流れることで、負荷電流Ｉにほぼ比例してセンス電圧Ｖｓ１が決まることになる。

【０022】過電流検知の判定は、このセンス電圧Ｖｓ１と基準電圧Ｖｒｅｆ１とをコンパレータにて比較することで行う。例えば、Ｖｓ１＜Ｖｒｅｆ１の場合は　通常電流として判定

Ｖｓ１≧Ｖｒｅｆ１の場合は　過電流として検知し、通常と反転の出力を行うというように設定すれば良い。

【００２３】ここでセンス電圧Ｖｓ１は、従来例の問題点で述べたように一般に温特を持っているため、通常の基準電圧発生回路のままではセンス電圧Ｖｓ１の温特が過電流検知レベルの温特ばらつきとして現われてしまう。

【００２４】そこで本実施の形態では基準電圧発生回路として、センス電圧Ｖｓ１と同じ温特を有する基準電圧発生回路、すなわち、温特によりセンス電圧Ｖｓ１が大きくなれば、Ｖｓ１の変化分と同じ割合だけ基準電圧Ｖｒｅｆ１も高く、センス電圧Ｖｓ１が小さくなれば、Ｖｓ１の変化分と同じ割合だけ基準電圧Ｖｒｅｆ１も低く調整できるような基準電圧発生回路を用いることによって、過電流検知レベルの温特ばらつきを補償している。＊

＊【００２５】そこで、温特を有する基準電圧発生回路の具体例を以下で説明する。その第一の実施の形態を図２に示す。まず構成を説明すると、図２において、Ｑ４～Ｑ６・Ｒ５～Ｒ７は定電流回路部、Ｒ９はスタータ抵抗、Ｑ１～Ｑ３・Ｒ８・Ｒａ・Ｒｂは基準電圧／温特調整回路部、その他ＶＲ出力、分圧抵抗（Ｒ１・Ｒ２）、Ｖｒｅｆ１出力からなる。

【００２６】次に作用を説明する。図２において、基準電圧ＶＲは、

$$VR = V_{BE}(Q3) + V_{Rb}$$

すなわち、Ｑ３のV_{BE}とＲｂの電圧降下の和として表される。

【００２７】ここで、Ｒｂの電圧降下V_{Rb}を求めると、

$$(kT/q)\ ln(Ic(Q1)/Is) = (kT/q)\ ln(Ic(Q2)/nIs) + Ic(Q2) \cdot Ra$$

但し、ｋ：ボルツマン定数

Ｔ：絶対温度

ｑ：電子の単位電荷

Ｉｃ（Ｑｎ）：トランジスタＱｎに流れるコレクタ電流

ｎ：トランジスタ（Ｑ１：Ｑ２）のエミッタサイズ比

Ｉｓ：コレクタ飽和電流

となる。これを変形すると、下記式（Ｂ）

$$Ic(Q2)\,Ra = (kT/q)\ ln(nIc(Q1)/Ic(Q2)) \quad \cdots(B)$$

となる。ここで、Ｑ１とＱ３のV_{BE}は等しく、さらにＲ２＝Ｒ３とすると、

Ｉｃ（Ｑ１）＝Ｉｃ（Ｑ２）

となるため、（Ｂ）式より、※

※$Ic(Q1) = Ic(Q2) = (kT/q)\ ln(n)/Ra$

となる。したがってV_{Rb}は

$$V_{Rb} = (Rb/Ra)(kT/q)\ ln(n)$$

$$VR = V_{BE}(Q3) + (Rb/Ra)(kT/q)\ ln(n) \quad \cdots(Z)$$

本回路は、一般にバンドギャップリファレンス回路と呼★

★ばれ、本来は

$$(Rb/Ra)(k/q)\ ln(n) = |V_{BE}(Q3)\text{の温特}| \quad \cdots(C)$$

とすることで、温特を持たない基準電圧（一般にほぼ１．２５Ｖ）を発生する回路であるが、本方式では（Ｃ）式における（Ｒｂ／Ｒａ）やｎの値を適当な値に☆

☆調整することで、所望の温特を実現している。

【００２８】一般にトランジスタのV_{BE}の温特はほぼ−２ｍＶ／℃程度であるから、

$$(Rb/Ra)(k/q)\ ln(n) \quad \cdots(D)$$

を２ｍＶとすれば出力電圧ＶＲの温特はなくなり、（Ｄ）式を２ｍＶより大きくなるような抵抗比、ｎ値に設定すれば正の温特を、２ｍＶより小さくなるような抵抗比、ｎ値を設定すれば負の温特を持つ回路が実現できることとなる。

【００２９】温特を持つ基準電圧発生回路を本方式で実現した場合、出力電圧ＶＲは（Ｚ）式により、その温特は（Ｃ）式の左右項の差分によりそれぞれ連動して決まってしまうため、本回路を、Ｖｓ１の絶対値および温特の両方を一致させることが必要な過電流検知回路の基準電圧として用いる場合、その出力を一度抵抗（Ｒ１・Ｒ２）で分圧する必要が出てくる。

【００３０】ここでさらに、温特を有する基準電圧発生回路の第二の実施の形態を図３に示す。

【００３１】まず構成を説明すると、図３において、ＢＩＡＳ端子は定電圧入力部、Ｒ１１～Ｒ１３、Ｃ１、Ｑ９～Ｑ１５はオペアンプ回路部、ＶＩＧＮ端子は電源電圧入力部、Ｒ１０、Ｒａ、Ｒｂ、Ｑ７、Ｑ８は基準電圧／温特調整回路部、その他ＶＲ出力、分圧抵抗（Ｒ１・Ｒ２）、Ｖｒｅｆ１出力からなる。

【００３２】次に作用を説明する。図３において、基準電圧ＶＲは、

$$VR = V_{BE}(Q7) + V_{Rb}$$

すなわち、Ｑ７のV_{BE}とＲｂの電圧降下の和として表さ

れる。これは、オペアンプのイマジナリショート作用により、Ｑ７のベース／コレクタ、Ｑ８のベースとＱ８のコレクタが同電位となるためである。その他の動作は第一の実施の形態と同様である。

【００３３】以下に、基準電圧として温特を有する基準電圧発生回路の第一および第二の実施の形態を用いた場合の具体的な出力電圧および温特の併せ込み方法について説明する。

【００３４】まず事前にＶｓの温特を計算（または測定）し、下記の二点を評価する。

【００３５】（１）ある温度におけるＶｓ１の値（以下の説明では計算の都合上、Ｔａ＝２７℃におけるＶｓ１＊の値とした）

（２）Ｖｓ１の温度特性図を（一次）近似して得られるＶｓ１の温度係数

ここで、

α …Ｔａ＝２７℃におけるＶｓ値

β …温特を一次近似して得られるＶｓの温度係数

γ …基準電圧発生出力の抵抗分圧比（＜１）

κ …（Ｄ）式に示した正の温度係数

V_{BE}…トランジスタＱ３のベース－エミッタ間電圧

ｄ …トランジスタＱ３のベース－エミッタ間電圧の温度係数の絶対値

と仮定した時、

$$\alpha=\gamma\,(V_{BE}+300\kappa)$$ …（Ｅ） → （Ｚ）式に対応

$$\beta=\gamma\,(\kappa-d)$$ …（Ｆ） → （Ｄ）式に対応

を満足するように、定数$\gamma\cdot\kappa$を決定すればよい。

【００３６】上式を解くと、以下のようになる。

【００３７】$\kappa=(\beta V_{BE}+\alpha d)/(\alpha-300\beta)$

$\gamma=(\alpha-300\beta)/(V_{BE}+300d)$

したがって最終的には、

$\gamma=R2/(R1+R2)$

よりγから抵抗値Ｒ１，Ｒ２を、

$\kappa=$（Ｄ）式

よりκから抵抗値Ｒａ、Ｒｂ、エミッタサイズ比ｎを決めることになる。

【００３８】温特を有する基準電圧発生回路の第三の実※施の形態を図４に示す。

【００３９】まず構成を説明すると、図４において、定電流回路、抵抗Ｒ１４、Ｖｒｅｆ１出力からなる。

【００４０】次に作用を説明する。図４において基準電圧Ｖｒｅｆ１は、抵抗Ｒ１４に定電流Ｉαが流れることにより発生する。Ｖｒｅｆ１の温特はＲ１４の温特を利用し、それに流す電流値を変えることで調整することになる。ここで、Ｒ１４の抵抗値の温度係数をｘ（％／℃）、Ｔａ＝２７℃におけるＲ１４の値をＲ１４０とすると、

（Ｅ）式におけるαを $\alpha=I\alpha\times R140$

（Ｆ）式におけるβを $\beta=I\alpha\times R140\times(x/100)$

となるように設定すればよい。

【００４１】最後に温特を有する基準電圧発生回路の第四の実施の形態を図５に示す。

【００４２】まず構成を説明すると、図５において、電源電圧Ｖｃｃ、抵抗Ｒ１５、Ｒ１６、Ｖｒｅｆ１出力からなる。

【００４３】次に作用を説明する。図５において基準電圧Ｖｒｅｆ１は、電源電圧Ｖｃｃを抵抗Ｒ１５、Ｒ１６で分圧することにより発生する。Ｖｒｅｆ１の温特はＲ１５、Ｒ１６の絶対値および二つの異なる温特を利用して調整することになる。ここで、Ｒ１５の抵抗値の温度係数をｙ（％／℃）、Ｔａ＝２７℃におけるＲ１５の値をＲ１５０、Ｒ１６の抵抗値の温度係数をｚ（％／℃）、Ｔａ＝２７℃におけるＲ１６の値をＲ１６０とすると、（Ｅ）式におけるαを

$\alpha=R160/(R150+R160)\cdot Vcc$

（Ｆ）式におけるβを

$Vcc/(1+R15/R16)$

$=Vcc/(1+\{R150(1+y/100(T-27))\}/R160(1+z/100(T-27)))$

にて決まる温特となるように設定すればよい。

【００４４】

【発明の効果】以上説明してきたように、本発明によれば、その構成をセンス電圧Ｖｓ１の温特をコンパレータの基準電圧Ｖｒｅｆ１の温特により相殺させる構成としたため、従来例の問題点となっていた過電流検知レベルの温特によるばらつきを極めて小さくすることにより、過電流検知レベルの精度を向上させることができるという効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の一実施の形態を示す温特を持つ基準電圧発生回路を有する過電流検知回路の電気結線図である。

【図２】本発明に用いられる温特を有する基準電圧発生回路の第一の実施の形態を示す回路図である。

【図３】本発明に用いられる温特を有する基準電圧発生回路の第二の実施の形態を示す回路図である。

【図４】本発明に用いられる温特を有する基準電圧発生回路の第三の実施の形態を示す図である。

【図５】本発明に用いられる温特を有する基準電圧発生回路の第四の実施の形態を示す図である。

【図６】従来例の過電流検出回路の電気結線図である。

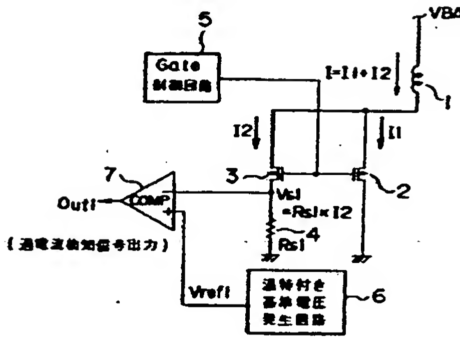
【図７】従来例の問題点（過電流検知レベルの温度ばらつき）を説明するための説明図である。

【符号の説明】

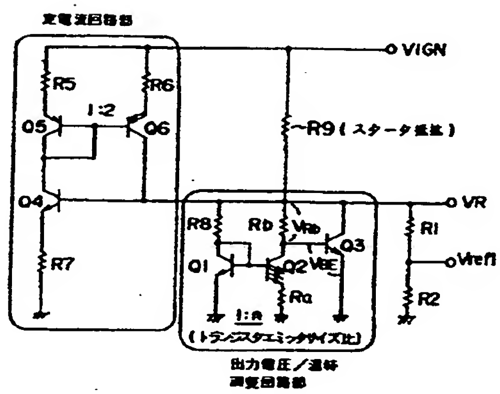
１ 負荷

2　メインMOSFET
3　ミラーMOSFET
4　電流検出用抵抗Rｓ１
＊5　ゲート制御回路
6　Vｓ１と同じ温特を有する基準電圧発生回路
＊　7　比較器（コンパレータ）

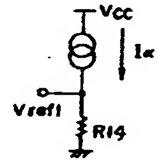
【図１】



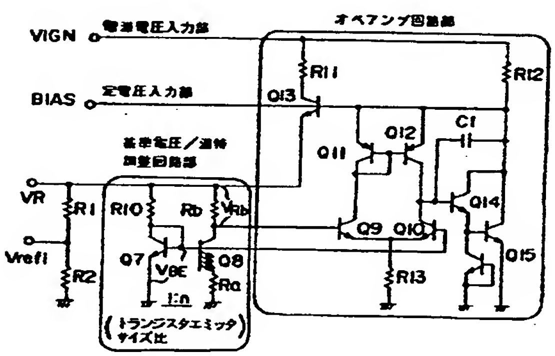
【図２】



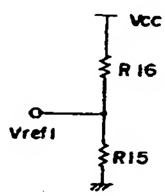
【図４】



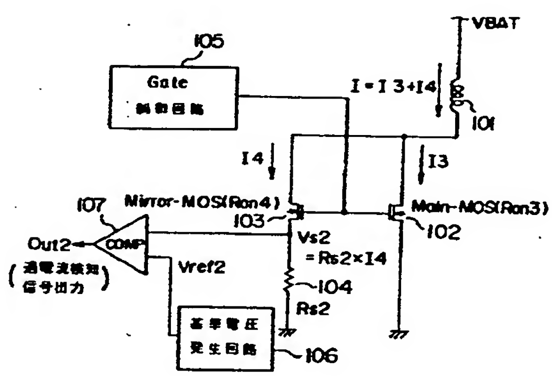
【図３】



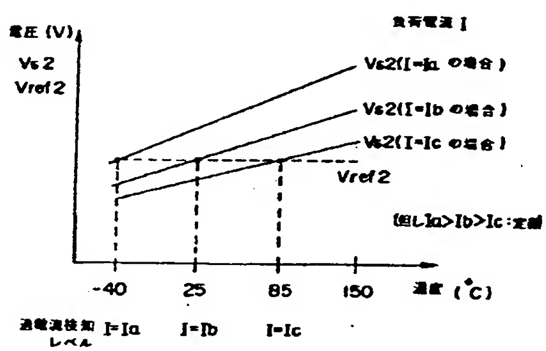
【図５】



【図６】



【図７】



(19) Japan Patent Office (JP)

(12) Publication of Patent Application (A)

(11) Publication Number of Patent Application: 257840/1997

(43) Date of Publication of Application: October 3, 1997

(51) Int. Cl.^{6} :

G 01 R 19/165

G 05 F 3/30

Identification Number:

Intraoffice Reference Number:

4237-5H

FI:

G 01 R 19/165 L

G 05 F 3/30

Request for Examination: not made

Number of Claims: 4 OL(6 pages in total)

(21) Application Number Hei-8-66491

(22) Application Date: March 22, 1996

(71) Applicant: 000003997

Nissan Motor Co., Ltd.

2, Takara-cho, Kanagawa-ku, Yokohama-shi,

Kanagawa-ken

(72) Inventors: INO Junsuke, KIYOTA Shigeyuki

c/o Nissan Motor Co., Ltd.
2, Takara-cho, Kanagawa-ku, Yokohama-shi,
Kanagawa-ken

(54) Title:

OVERCURRENT DETECTING CIRCUIT

(57) Abstract

[Problem] To provide an overcurrent detecting device, improved in accuracy of an overcurrent detection level by setting constants so that both inputs of inversion and noninversion of a comparator, that is, the temperature characteristic of a sense voltage Vs2 and the temperature characteristic of a reference voltage Vref2 are equal to each other.

[Means for Resolution] This overcurrent detecting circuit includes: a load 1 through which a current flows, a resistor 4 which makes some of the load current flow through, a gate control circuit 5 connected to gate terminals of both of main MOSFET 2 and mirror MOSFET 3, a reference voltage generating circuit 6 and a comparator 7, to which the output of the reference voltage generating circuit and a source potential of the mirror MOSFET are input. In the circuit, the temperature coefficient of the source potential of the mirror MOSFET and the temperature coefficient of the reference voltage generating circuit are equal to each other. The configuration

of the reference voltage generating circuit is a band gap reference circuit, or composed of a constant current circuit and a resistor having a designated temperature characteristic, or composed of a power supply voltage and two resistors having different temperature characteristics.

Claims:

1. An overcurrent detecting circuit, comprising: a load through which a current flows; a main MOSFET for driving the load, which is connected between the load and GND; a mirror MOSFET mirror-connected to the main MOSFET, through which some of load current flows, and which has a transistor size equal to or smaller than that of the main MOSFET; a resistor connected between a source terminal of the mirror MOSFET and GND, through which some of the load current flows; a gate control circuit connected to both of gate terminals of the main MOSFET and the mirror MOSFET; a reference voltage generating circuit; and a comparator to which the output of the reference voltage generating circuit and a source potential of the mirror MOSFET are input, wherein the temperature coefficient of the source potential of the mirror MOSFET and the temperature coefficient of the reference voltage generating circuit are equal to each other.

2. The overcurrent detecting circuit according to claim 1, wherein the configuration of the reference voltage generating

circuit is a band gap reference circuit.

3. The overcurrent detecting circuit according to claim 1, wherein the configuration of the reference voltage generating circuit is formed by a constant current circuit and a resistor having a designated temperature characteristic.

4. The overcurrent detecting circuit according to claim 1, wherein the configuration of the reference voltage generating circuit is formed by a power supply voltage and two resistors having different temperature characteristics.

Detailed Description of the Invention:

[0001]

[Technical Field to which the Invention Belongs]

This invention relates to an overcurrent detecting circuit using a power MOSFET having a current detecting mirror MOSFET in a conventional system for detecting a current flowing through a load and particularly to the overcurrent detecting circuit remarkably reduced in variation of overcurrent detection level due to temperature characteristics.

[0002]

[Prior Art]

First, Fig. 6 shows an example of the conventional overcurrent detecting circuit using a power MOSFET having a current detecting mirror MOSFET.

[0003]

In Fig. 6, the reference numeral 101 is a load, 102 is a main MOSFET for driving the load, 103 is a mirror MOSFET mirror-connected to the main MOSFET 102, the reference numeral 104 is a current detecting resistor connected to a source terminal of the mirror MOSFET, 105 is a gate control circuit of the main and mirror MOSFETs 102, 103, the reference numeral 106 is a reference voltage generating circuit, and 107 is a comparator taking the source potential of the mirror MOSFET 103 and the output of the reference voltage generating circuit 106 as input.

[0004]

In this system, when the gate is in the ON-state, a load current flows through the current detecting resistor side (mirror MOSFET side) at a certain determined ratio depending on the ON-state resistance ratio of the main MOSFET to the mirror MOSFET, the comparator compares the thus generated voltage with a preset reference voltage, and the comparison result is output to detect a current.

[0005]

[Problems that the Invention is to Solve]

In this type of conventional overcurrent detecting circuit, however, as described above, the ratio of currents flowing through the main MOSFET and the mirror MOSFET is determined by the reciprocal ratio of the ON-state resistance (Ron3) of the main MOSFET to the ON-state resistance (Ron4)

of the mirror MOSFET + Current Detecting Resistance Value (Rs2).

[0006]

When the temperature coefficient (Ω/°C) of the ON-state resistance (Ron3, Ro4) of the MOSFET is a, and the temperature coefficient of a current detecting resistance Rs2 is b, the variations of overcurrent detection level are classified into the following five kinds of cases depending on the relationship between the two temperature coefficients.

[0007]

The respective cases will now be described. In this case, when the current detecting voltage determined by the product of the current detecting resistance Rs2 by the mirror current I4 is called sense voltage Vs2, in the case of considering the temperature characteristic of the Vs2, as described above, it is necessary to consider the temperature characteristic of the mirror current I4 in addition to the temperature characteristic of the resistance value Rs2 simplex.

[0008]

a > b> 0

Since the temperature coefficient of the current detecting resistance is smaller than that of the ON-state resistor of the power MOSFET, when the temperature rises, the resistance ratio of the mirror MOSFET becomes smaller, so that the current flowing through the current detecting resistor Rs2

(hereinafter referred to as the mirror current) increases. Further, since the temperature coefficient of the current detecting resistance is also positive, the sense voltage Vs2 shows a strong positive temperature characteristic.

[0009]

(2) a = b

Since the temperature coefficient of the ON-state resistor of the power MOSFET and the temperature coefficient of the current detecting resistor are equal to each other, even if the temperature changes, the ratio of currents flowing through the main MOSFET and the mirror MOSFET makes no change. Therefore, the sense voltage Vs2 has no temperature characteristic, so that in the case of the same current, a fixed value is obtained regardless of the temperature.

[0010]

→ (ideal state)

b > a > 0, b > 0 > a

Since the temperature coefficient of the power MOSFERT is smaller than that of the ON-state resistor of the current detecting resistor, the mirror current decreases as the temperature rises. The temperature coefficient of the current detecting resistor is, however, positive, so that the temperature characteristic of the sense voltage Vs2 varies with the values of a, b, Ron3, Ron4 and Rs2.

[0011]

→(it is possible that the temperature characteristic of the overcurrent detection is positive, negative and zero.)

a > 0 > b

Since the temperature coefficient of the current detecting resistance is smaller than that of the ON-state resistor of the power MOSFET, the mirror current increases as the temperature rises. The temperature coefficient of the current detecting resistor is, however, negative, so that the temperature characteristic of the sense voltage Vs2 varies with the values of a, b, Ron3, Ron4 and Rs.

[0012]

→ (it is possible that the temperature characteristic of overcurrent detection is positive, negative and zero.)

0 > a > b

Since the temperature coefficient of the power MOSFET is smaller than that of the ON-state resistor of the current detecting resistor, the mirror current decreases as the temperature rises. Further, since the temperature coefficient of the current detecting resistor is also negative, the sense voltage Vs2 shows a strong negative temperature characteristic.

[0013]

As summarized in the above, when the ON-state resistors (Ron3 and Ron4) of the MOSFET and the current detecting resistor Rs2 are different in temperature coefficient, with the

temperature change, the ratio of

1/Ron3 : 1/(Ron4 + Rs2)

changes so that the percentage of the current flowing through the current detecting resistor changes. On the other hand, supposing that Vref2, which is the reference voltage of a comparator, is a resistance type potential dividing constitution of power supply voltage Vcc, no temperature characteristic is not caused by resistance type potential dividing, so that a large difference is generated between the temperature characteristic (substantially flat) of the reference voltage of the comparator and the temperature characteristic (inclined) of the sense voltage Vs2, resulting in the problem that the overcurrent detection level has a large variation in temperature characteristic.

[0014]

Fig. 7 shows an example of temperature characteristic of the sense voltage Vs2. Fig. 7 shows the case where the Vs2 has positive temperature characteristic, in which the Vs2 increases as the temperature rises, and on the other hand, the temperature characteristic of the reference voltage of the comparator becomes flat, so that when the temperature is high, even a lower current is detected. That is, the condition where the overcurrent detection level becomes low is found. On the contrary, in the case where the Vs2 has negative temperature characteristic, it is found through the same consideration that

the overcurrent level becomes high.

[0015]

The invention has been made with attention to the above problems of the prior art and it is an object of the invention to provide an overcurrent detection circuit which has solved the above problems by setting constants so that both inputs of inversion and noninversion of a comparator, that is, the temperature characteristic of a sense voltage Vs2 and the temperature characteristic of a reference voltage Vref2 are equal to each other.

[0016]

[Means for Solving the Problems]

The invention has been made in the light of the above problems to provide an overcurrent detection circuit including: a load through which a current flows; a main MOSFET for driving the load, which is connected between the load and GND; a mirror MOSFET mirror-connected to the main MOSFET, through which some of load current flows, and which has a transistor size equal to or smaller than that of the main MOSFET; a resistor connected between a source terminal of the mirror MOSFET and GND, through which some of the load current flows; a gate control circuit connected to both of gate terminals of the main MOSFET and the mirror MOSFET; a reference voltage generating circuit; and a comparator to which the output of the reference voltage generating circuit and a source

potential of the mirror MOSFET are input, in which the temperature coefficient of the source potential of the mirror MOSFET and the temperature coefficient of the reference voltage generating circuit are equal to each other. Further, the configuration of the reference voltage generating circuit is a band gap reference circuit, or formed by a constant current circuit and a resistor having a designated temperature characteristic, or formed by a power supply voltage and two resistors having different temperature characteristics.

[0017]

[Mode for Carrying Out the Invention]

The mode for carrying out the invention will now be described in detail according to the attached drawings. Fig. 1, which shows one embodiment of the invention, is a block diagram (an example of low side switch application) of an overcurrent detecting circuit having a circuit for outputting a reference voltage having a designated temperature characteristic. The configuration of the present embodiment will be first described. In Fig. 1, the reference numeral 1 is a load, 2 is a main MOSFET, 3 is a mirror MOSFET, 4 is a current detecting resistor Rs1, the reference numeral 5 is a gate control circuit of main-mirror MOSFETs, 6 is a reference voltage generating circuit having a temperature characteristic, and the reference numeral 7 is a comparator.

[0018]

One side of the load 1 is connected to a power supply (VBAT), and the other side thereof is connected to drain terminals of the mirror MOSFET 3 and the main MOSFET 2. The main MOSFET 2 and the mirror MOSFET 3 have a common gate terminal, which is connected to a gate control circuit 5, thereby turning on and off the transistors according to the output of the control circuit. The source terminal of the main MOSFET2 is connected to GND, and the source terminal of the mirror MOSFET 3 is connected through the current detecting resistor Rs1 4 to GND. The comparator 7 takes the source potential of the mirror MOSFET 3 and the output of the reference voltage generating circuit 6 having a temperature characteristic as input.

[0019]

The operation of the present embodiment will now be described.

[0020]

When the gate control circuit 5 outputs a signal to turn on the gate, both of the main MOSFET2 and the mirror MOSFET 3 are turned on, so that a current flows through the load 1. The current I flowing through the load 1 is shunt into the main MOSFET 2 (the current is I1) and the mirror MOSFET 3 (the current is I2), and the ratio is determined by the following formula (A).

$$I1 : I2 = (1/Ron1) : (1/Ron2 + Rs\ 1)\ ) \ldots \quad (A)$$

where

Ron1 : ON-state resistance of main MOSFET

Ron2 : On-state resistance of mirror MOSFET

Rs1 : current detecting (sense) resistance

[0021]

When the main MOSFET 2 and the mirror MOSFET 3 are formed as an aggregate of unit cells, the current ratio is determined substantially by the reciprocal of the cell ratio. The I2 current flowing through the mirror MOSFET 3 has very high input impedance of the comparator 7, so most of the current flows into the sense resistor Rs1. Thus, it is expressed by the product of the sense resistor Rs1 by the mirror current I2, and finally the mirror current I2 flows depending on the load current I, so that the sense voltage Vs1 is determined substantially in proportion to the load current I.

[0022]

The overcurrent detection is determined by comparing the sense voltage Vs1 with the reference voltage Vref1 in the comparator. For example, in the case of Vs1 < Vref1, it is determined to be a normal current, and in the case of Vs1 ≥ Vref1, it is detected to be an overcurrent, and it will be sufficient to set so that the output reverse to the normal is performed.

[0023]

In this case, the sense voltage Vs1 generally has a

temperature characteristic, as described in the problems of the prior art, so with the ordinary reference voltage generating circuit as it is, the temperature characteristic of the sense voltage Vs1 is shown as temperature characteristic variation in the overcurrent detection level.

[0024]

So, according to the present embodiment, as the reference voltage generating circuit, used is a reference voltage generating circuit having the same temperature characteristic as the sense voltage Vs1, that is, the reference voltage generating circuit in which when the sense voltage Vs1 is increased according to the temperature characteristic, the reference voltage Vref1 is also adjusted to be higher at the same ratio as the change of Vs1, and when the sense voltage Vs1 is decreased, the reference voltage Vref1 is adjusted to be lower at the same ratio as the change of Vs1, thereby compensating for the temperature characteristic variation in overcurrent detection level.

[0025]

A concrete example of a reference voltage generating circuit having a temperature characteristic will be described in the following. A first mode for carrying out the invention is shown in Fig. 2. First the configuration will be described. In Fig. 2, the circuit is composed of Q4 to Q6 and R5 to R7 which are constant current circuit parts, R9 which is a starter

resistor, Q1 to Q3, R8, Ra, and Rb which are reference voltage/temperature characteristic adjusting circuit parts, the other VR output, partial pressure resistors R1, R2, and Vref1 output.

[0026]

The operation will now be described. In Fig. 2, the reference voltage VR is

VR = VBE (Q3) + VRb.

That is, it is expressed as the sum of VBE of Q3 and a voltage drop of Rb.

[0027]

When the voltage drop VRb of Rb is obtained,

(kT/q) ln (Ic (Q1)/Is) = (kT /q) ln (Ic (Q2) /nIs) + Ic (Q2)·Ra

wherein k: Boltzman's constant,

T: absolute temperature,

q: unit charge of electron,

Ic (Qn): collector current flowing through the transistor Qn, n: emitter size ratio of transistors (Q1 : Q2), and

Is: collector saturation current. When this is transformed, the following formula (B) is obtained.

Ic(Q2)Ra

= (kT/q) ln (nIc (Q1)/Ic (Q2) ...(B

wherein Q1 and Q3 are equal in VBE, and further when R2=R3, Ic (Q1) = Ic (Q2), so from the formula (B), they are formulated

as follows:

$Ic\ (Q1) = Ic\ (Q2) = (kT/q)\ \ln\ (n)/Ra$. Accordingly, VRb is

$$VRb = (Rb/Ra)\ (kT/q)\ \ln\ (n)$$

$$VR = VBE\ (Q3) + (Rb/Ra)\ (kT/q)\ \ln(n)\ \ldots\ (Z)$$

This circuit is generally called a band gap reference circuit, and originally, it is a circuit for generating reference voltage (generally about 1.25V) having no temperature characteristic by setting as follows:

$$(Rb/Ra)\ (k/q)\ \ln\ (n) = |\text{temperature characteristic } VBE(Q3)|\ \ldots(C)$$

In this system, (Rb/Ra) and the value of n in the formula (C) are adjusted to suitable values to realize a desired temperature characteristic.

[0028]

Generally since the temperature characteristic of VBE of the transistor is about -2mV/°C, when

$$(Rb/Ra)\ (k/q)\ \ln\ (n)\ldots\ (D)$$

is 2mV, the temperature characteristic of the output voltage VR is eliminated. When a resistance ratio and the value of n are set larger than 2mV in the formula (D), a circuit having a positive temperature characteristic can be realized, and when a resistance ratio and the value of n are set smaller than 2mV, a circuit having a negative temperature characteristic can be realized.

[0029]

In the case where a reference voltage generating circuit having a temperature characteristic is realized by this system, the output voltage VR is determined according to the formula (Z) and its temperature characteristic is determined by interlocking according to a difference between the right and left terms of the formula (C). Consequently, in the case of using this circuit as the reference voltage of the overcurrent detecting circuit required to make both of the absolute value of Vs1 and the temperature characteristic conformable to each other, it is necessary to once divide the output by the resistors R1, R2.

[0030]

Further, a second embodiment of a reference voltage generating circuit having a temperature characteristic is shown in Fig. 3.

[0031]

First the configuration will be described. Referring to Fig. 3, the circuit is composed of BIAS terminal, which is a constant voltage input part, R11 to R13, C1 and Q9 to Q15, which are operational amplifier circuit parts, VIGN terminal, which is a power supply voltage input part, R10, Ra, Rb, Q7 and Q8, which are reference voltage/ temperature characteristic adjusting circuit parts, the other VR output, partial potential resistors (R1, R2), and Vref1 output.

[0032]

The operation will now be described. In Fig. 3, the reference voltage VR is

$VR = VBE(Q7) + VRb$.

That is, it is expressed as the sum of VBE of Q7 and the voltage drop of Rb. The reason for this is that the base/collector of Q7 and the base of Q8 and the collector of Q8 are at the same potential owing to the imaginary short operation of the operational amplifier. The other operations are similar to that in the first embodiment.

[0033]

The following description deals with a concrete method of connecting the output voltage with the temperature characteristic in the case of using the first and second embodiments of reference voltage generating circuits having the temperature characteristic as the reference voltage.

[0034]

First the temperature characteristic of Vs is previously calculated (or measured) to evaluate the two following points.

[0035]

(1) The value of Vs1 at a certain temperature (in the following description, for the convenience of calculation, the value of Vs1 at Ta = 27°C is taken)

(2) The temperature coefficient of Vs1 obtained by primary-approximating the temperature characteristic diagram

of Vs1

When it is supposed that α ... Vs value at Ta = 27°C,

β... a temperature coefficient of Vs obtained by primary-approximating the temperature characteristic,

γ... a resistance dividing ratio of reference voltage generating output(<1),

κ... a positive temperature coefficient shown in the formula (D),

VBE ... base-emitter voltage of a transistor Q3, and

d ... the absolute value of the temperature coefficient of the base-emitter voltage of the transistor Q3,

it will be sufficient to determine the constantsγ andκ to satisfy the followings:

$\alpha = \gamma\,(VBE + 300\kappa)$ ... (E) $\rightarrow$ corresponding to the formula (Z)

$\beta = \gamma\,(\kappa - d)$ ... (F) $\rightarrow$ corresponding to the formula (D)

[0036]

When the above equation is solved, the result is as follows.

[0037]

$\kappa = (\beta VBE + \alpha d) / (\alpha - 300\beta)$

$\gamma = (\alpha - 300\beta) / (VBE + 300d)$

Accordingly, finally

from the formula

$\gamma = R2/(R1 + R2)$,

the resistance values R1, R2 are determined by γ,

and

from κ= (D) formula,

the resistance values Ra, Rb and the emitter size ratio n are determined by κ.

[0038]

Fig. 4 shows a third embodiment of a reference voltage generating circuit having a temperature characteristic.

[0039]

First the configuration will now be described. In Fig. 4, the circuit is composed of a constant current circuit, a resistor R14 and Vref1 output.

[0040]

The operation will now be described. In Fig. 4, when a constant current $I\alpha$ flows through the resistor R14, the reference voltage Vref1 is generated. The temperature characteristic of the Vref uses the temperature characteristic of R14, and the value of a current let flow through the R14 is varied to make adjustment. In this case, when the temperature coefficient of the resistance value of the R14 is x (%/°C), and the value of the R14 at Ta = 27°C is taken as R140, it will be sufficient to set as follows.

α in the formula (E) is $\alpha = I\alpha \times R140$

β in the formula (F) is $\beta = I\alpha \times R140 \times (x/100)$.

[0041]

Lastly a fourth embodiment of a reference voltage

generating circuit having a temperature characteristic is shown in Fig. 5.

[0042]

First the configuration will be described. In Fig. 5, the circuit is composed of a power supply voltage Vcc, resistors R15, R16 and Vref1 output.

[0043]

The operation will now be described. In Fig. 5, the reference voltage Vref1 is generated by dividing the power supply voltage Vcc by the resistors R15, R16. The temperature characteristic of the Vref1 is adjusted by using the absolute values of the R15 and R 16, and two different temperature characteristics. In this case, when the temperature coefficient of the resistance value of the R15 is y (%/°C), the value of the R15 at Ta = 27°C is R150, the temperature coefficient of the resistance value of the R16 is z (%/°C), the value of the R16 at Ta = 27°C is R160, it will be sufficient to set α in the formula (E) to have a temperature characteristic determined by α = R160/(R150 + R160)? Vcc, and it will be sufficient to set β in the formula (F) to have a temperature characteristic determined by Vcc/(1 + R15/R16) $\doteq$ Vcc/(1 + {R150 (1 + y/100 (T − 27)}/R160 (1 + z/100 (T-27)}).

[0044]

[Advantage of the Invention]

According to the invention, as described above, the

temperature characteristic of the sense voltage Vs1 is cancelled by the temperature characteristic of the reference voltage Vref1 of the comparator, whereby the variation in overcurrent detection level due to a temperature characteristic, which has been the problem of the prior art, can be remarkably reduced so as to improve the accuracy of overcurrent detection level.

<u>Brief Description of the Drawings</u>:

Fig. 1 is an electric connecting diagram of an overcurrent detecting circuit having a reference voltage generating circuit having a temperature characteristic, showing one embodiment of the invention;

Fig. 2 is a circuit diagram showing a first embodiment of a reference voltage generating circuit having a temperature characteristic used in the invention;

Fig. 3 is a circuit diagram showing a second embodiment of a reference voltage generating circuit having a temperature characteristic used in the invention;

Fig. 4 is a circuit diagram showing a third embodiment of a reference voltage generating circuit having a temperature characteristic used in the invention;

Fig. 5 is a circuit diagram showing a fourth embodiment of a reference voltage generating circuit having a temperature characteristic used in the invention;

Fig. 6 is an electric connecting diagram of an overcurrent detecting circuit according to the prior art; and

Fig. 7 is a diagram for explaining the problems (temperature variation in overcurrent detection level) of the prior art.

[Description of the Reference Numerals and Signs]

1: load 2: main MOSFET 3: mirror MOSFET 4: current detecting resistor Rs1 5: gate control circuit 6: reference voltage generating circuit having the same temperature characteristic as Vs1 7: comparator

FIGURE 1:

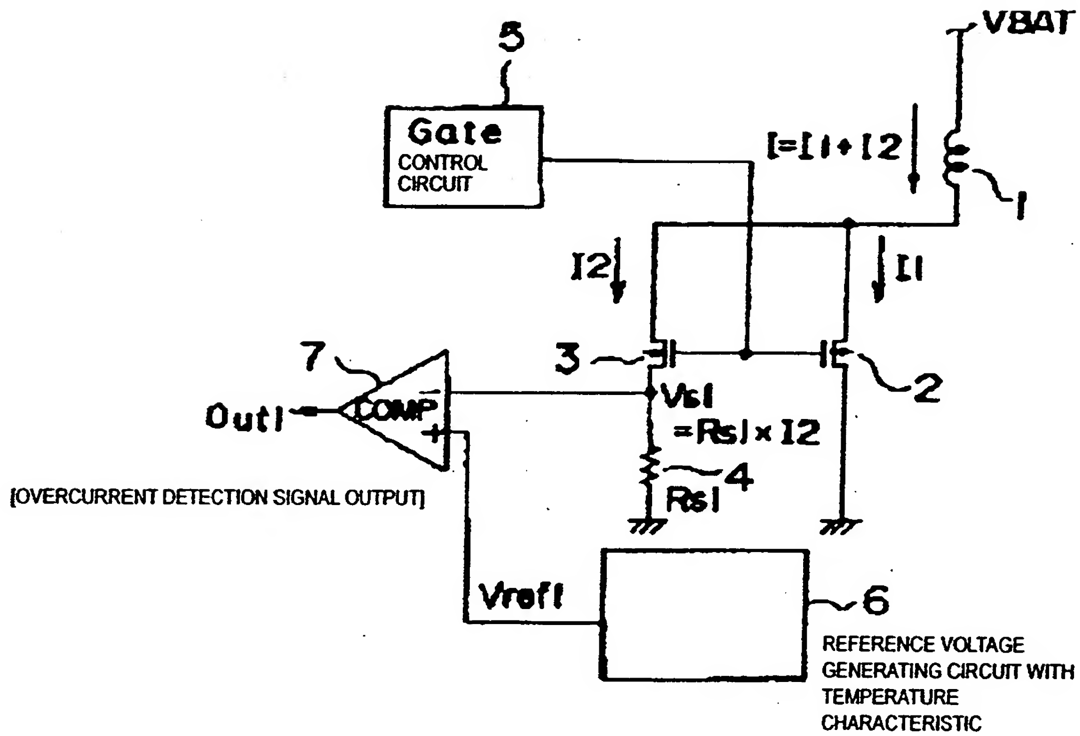

5
Gate
CONTROL
CIRCUIT
VBAT
I=I1+I2
1
I2
I1
7
3
2
Out1
COMP
Vs1
=Rs1×I2
4
Rs1
[OVERCURRENT DETECTION SIGNAL OUTPUT]
Vref1
6
REFERENCE VOLTAGE
GENERATING CIRCUIT WITH
TEMPERATURE
CHARACTERISTIC

FIGURE 2:

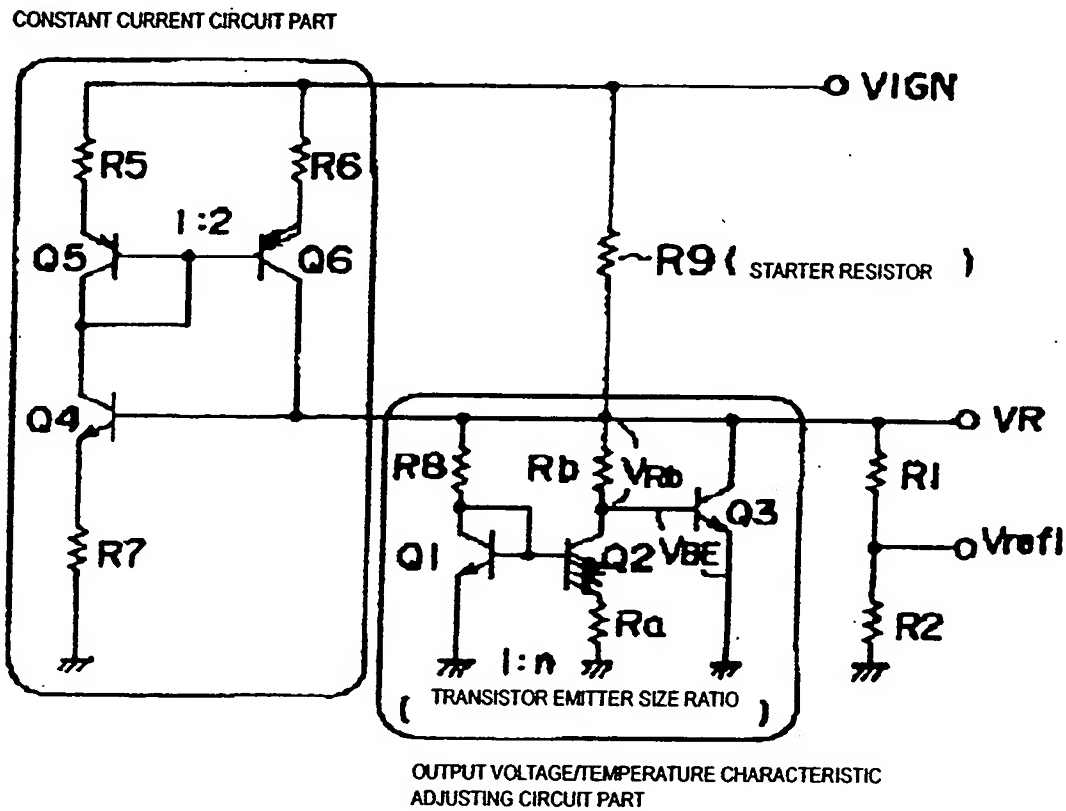

CONSTANT CURRENT CIRCUIT PART
VIGN
R5
R6
1:2
Q5
Q6
R9 (STARTER RESISTOR)
Q4
VR
R8
Rb
VRb
R1
Q3
R7
Q1
Q2
VBE
Vrefl
Ra
R2
1:n
(TRANSISTOR EMITTER SIZE RATIO)
OUTPUT VOLTAGE/TEMPERATURE CHARACTERISTIC
ADJUSTING CIRCUIT PART

FIGURE 3:

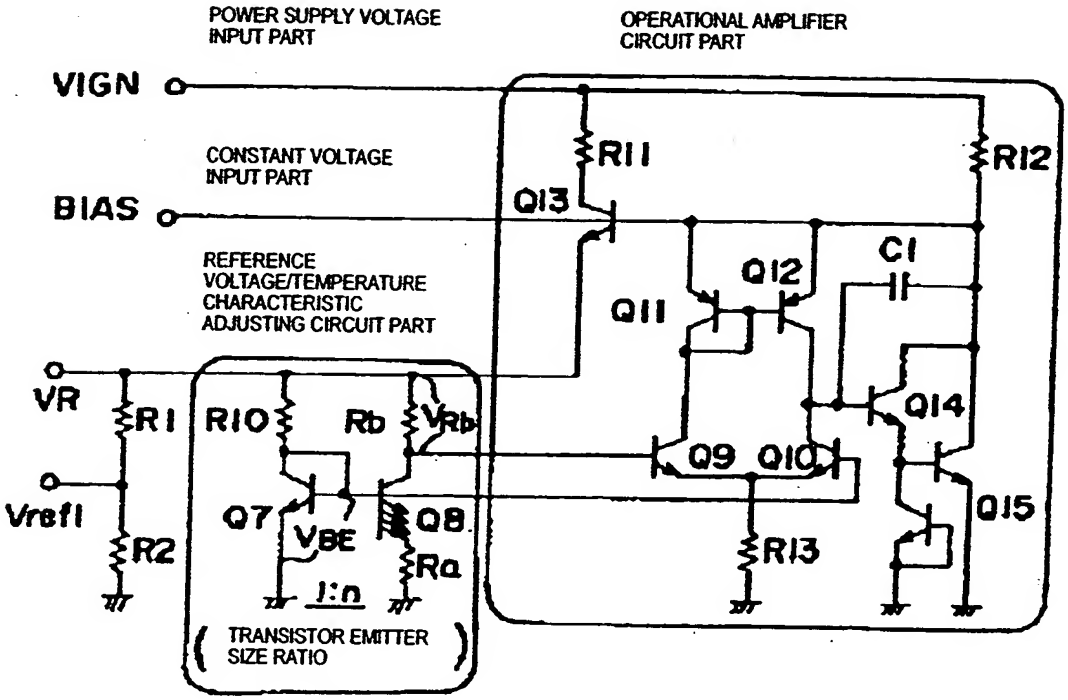

POWER SUPPLY VOLTAGE INPUT PART
OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUIT PART
VIGN
CONSTANT VOLTAGE INPUT PART
BIAS
REFERENCE VOLTAGE/TEMPERATURE CHARACTERISTIC ADJUSTING CIRCUIT PART
R11
R12
Q13
C1
Q12
Q11
VR
R1
R10
Rb
VRb
Q14
Q9
Q10
Vref1
Q7
Q8
VBE
Q15
R2
Ra
R13
1:n
(TRANSISTOR EMITTER SIZE RATIO)

FIGURE 4:

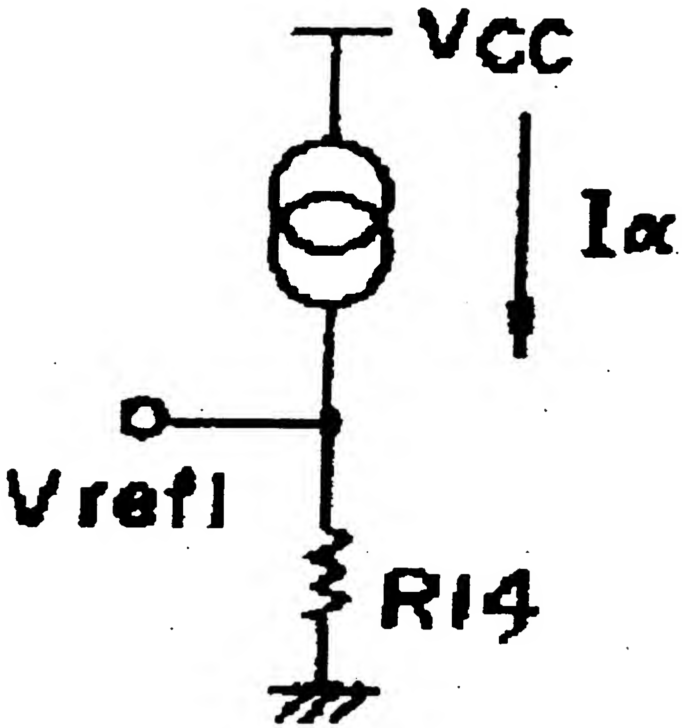


FIGURE 5:

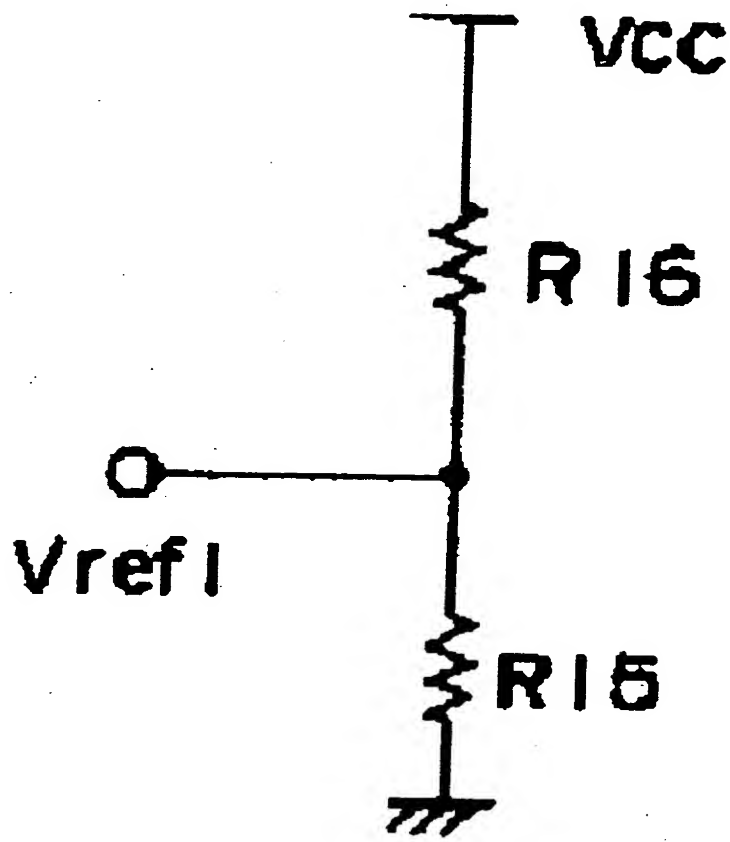


FIGURE 6:

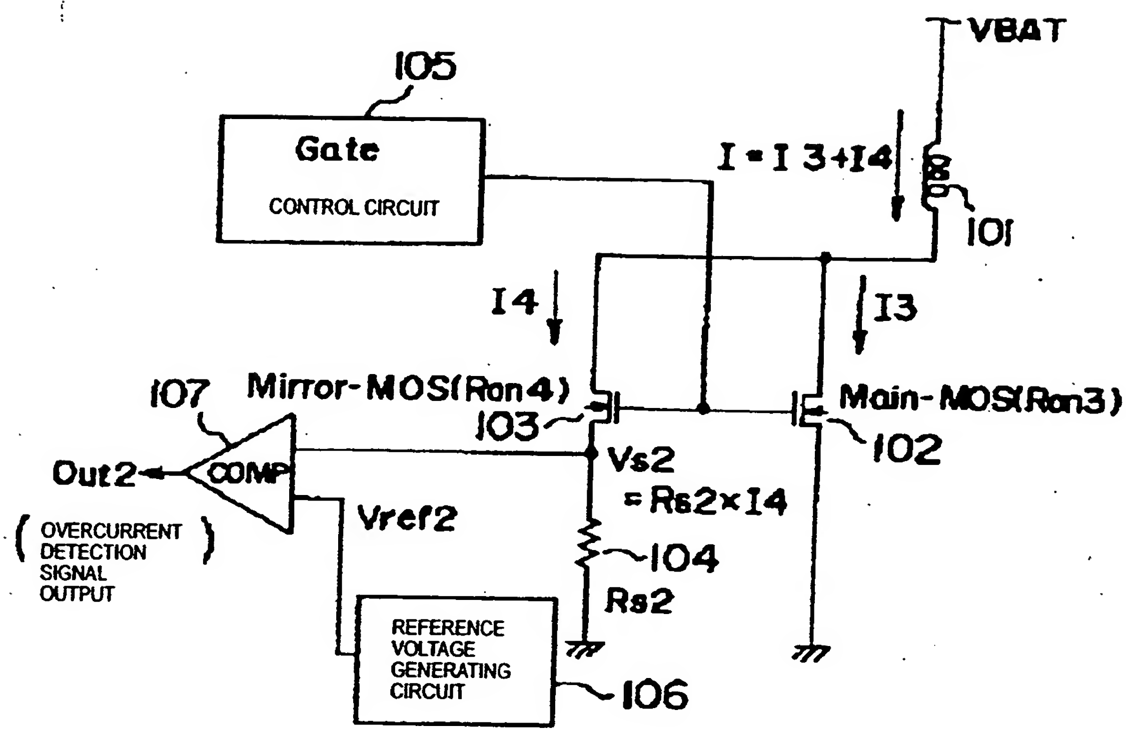

VBAT
105
Gate
CONTROL CIRCUIT
I = I 3+I4
101
I4
I3
107
Mirror-MOS(Ron4)
103
Main-MOS(Ron3)
102
Out2
COMP
Vs2
= Rs2×I4
Vref2
(OVERCURRENT DETECTION SIGNAL OUTPUT)
104
Rs2
REFERENCE VOLTAGE GENERATING CIRCUIT
106

FIGURE 7:

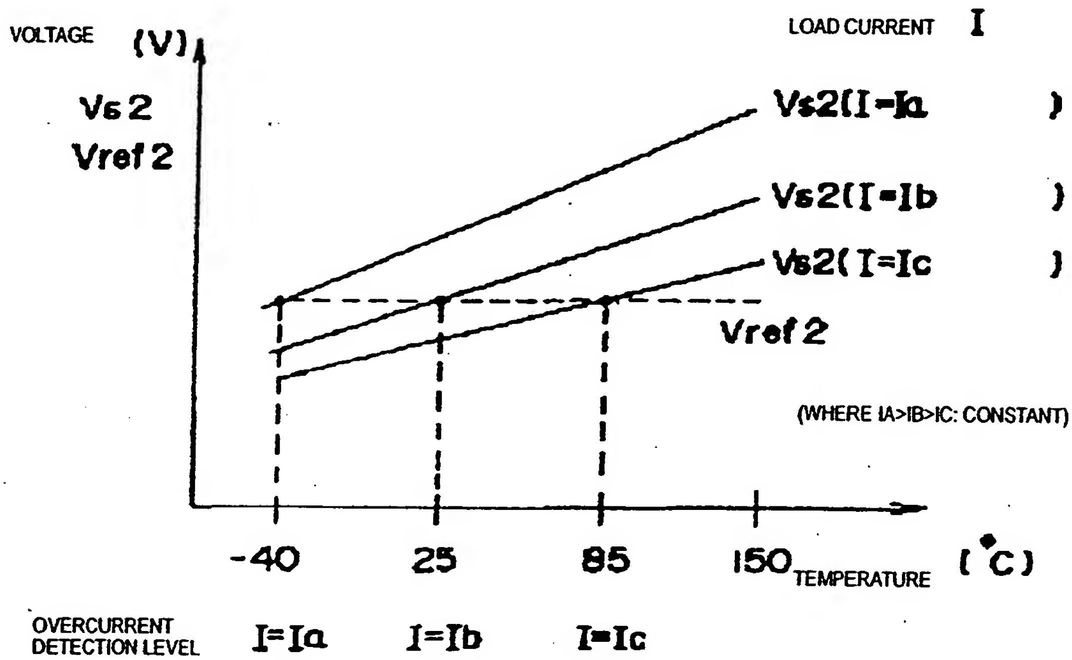

VOLTAGE (V)
Vs2
Vref2
LOAD CURRENT I
Vs2(I=Ia)
Vs2(I=Ib)
Vs2(I=Ic)
Vref2
(WHERE IA>IB>IC: CONSTANT)
-40
25
85
150
TEMPERATURE (°C)
OVERCURRENT DETECTION LEVEL
I=Ia
I=Ib
I=Ic

FIGURE 1:

5: GATE CONTROL CIRCUIT 6: REFERENCE VOLTAGE GENERATING CIRCUIT WITH TEMPERATURE CHARACTERISTIC [OVERCURRENT DETECTION SIGNAL OUTPUT]

FIGURE 2:

R9: STARTER RESISTOR 21: CONSTANT CURRENT CIRCUIT PART 22: [TRANSISTOR EMITTER SIZE RATIO] 23: OUTPUT VOLTAGE/TEMPERATURE CHARACTERISTIC ADJUSTING CIRCUIT PART

FIGURE 3:

31: POWER SUPPLY VOLTAGE INPUT PART 32: OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUIT PART 33: CONSTANT VOLTAGE INPUT PART 34: REFERENCE VOLTAGE/TEMPERATURE CHARACTERISTIC ADJUSTING CIRCUIT PART 35: [TRANSISTOR EMITTER SIZE RATIO]

FIGURE 6:

105: GATE CONTROL CIRCUIT 106: REFERENCE VOLTAGE GENERATING CIRCUIT (OVERCURRENT DETECTION SIGNAL OUTPUT)

FIGURE 7:

71: LOAD CURRENT I 72: VOLTAGE V 73: OVERCURRENT DETECTION LEVEL 74: TEMPERATURE °C 75: (WHERE IA>IB>IC: CONSTANT)